

**PRIORITY  
DOCUMENT**  
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN  
COMPLIANCE WITH RULE 17.1(a) OR (b)



REC'D 06 JUN 2003	
WIPO	PCT

**Prioritätsbescheinigung über die Einreichung  
einer Patentanmeldung**

**Aktenzeichen:**

102 28 159.9

**Anmeldetag:**

24. Juni 2002

**Anmelder/Inhaber:**

Rohde & Schwarz GmbH & Co KG, München/DE

**Bezeichnung:**

Verfahren zur Entzerrung und Demodulation eines  
über einen zeitveränderlichen Kanal übertragenen  
Datensignals

**IPC:**

H 04 L, H 04 Q

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 30. April 2003  
**Deutsches Patent- und Markenamt**  
Der Präsident  
Im Auftrag

Joost

## Verfahren zur Entzerrung und Demodulation eines über einen zeitveränderlichen Kanal übertragenen Datensignals

5

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Entzerrung und zur Demodulation eines über einen zeitveränderlichen Kanal zu einem Empfänger übertragenen Datensignals.

10 Moderne Datenübertragungsverfahren über zeitveränderliche Kanäle (Fading-Kanäle) sind anfällig gegenüber Intersymbolinterferenzen (ISI) oder Interchannelinterferenzen (ICI). Demgemäß ist eine Kanalschätzung und Entzerrung notwendig.

15

Konventionelle Verfahren zur Kanalschätzung und Entzerrung basieren auf der Schätzung der Kanalimpulsantwort als Zeitfunktion bzw. im Spektralbereich. Diese wird in der Regel direkt mit Hilfe von Training-Sequenzen geschätzt.

20 Das der Schätzung zugrunde liegende Kanalmodell kann entweder nur eine einzige Zeitfunktion modellieren, oder aber über das übliche tapped-delay-Modell verschiedene Pfade mit unterschiedlicher Verzögerung berücksichtigen. Den Modellen und damit Schätzverfahren ist gemeinsam, daß  
25 sie die Geometrie der die Verzerrung verursachenden Scatterer (Streuer) nicht berücksichtigen.

Bei Multicarrier-Verfahren, z.B. OFDM, ergeben unterschiedliche Dopplershifts in den einzelnen Pfaden des  
30 Kanals ICI, d.h. die benachbarten Träger beeinflussen einen bestimmten Träger. Besitzt der reale Kanal mehrere Pfade mit unterschiedlicher Dopplershift, kann ein konventionelles Verfahren mit der direkten Schätzung des Kanals über dessen Impulsantwort diese verschiedenen  
35 Dopplershifts nicht ermitteln. Demgemäß bleibt ICI bestehen und der Empfänger kann das Signal nicht optimal empfangen und verarbeiten.

Die üblichen Annahmen über die zeitliche Änderung des Kanals gehen davon aus, daß sich die Impulsantwort des Kanal zwischen den Training-Sequenzen nur gering bzw. deterministisch ändert und die verwendeten Kanalschätz- und Tracking-Algorithmen hinreichend konvergieren.

Bei Multicarrier-Verfahren, z.B. OFDM, wird implizit vorausgesetzt, daß der Kanal auf einem OFDM-Block konstant ist. Ein Verfahren für die Entzerrung von DVB-T auf der Basis der Annahme der Konstanz ist beispielsweise in Burow-R; Fazel-K; Hoeher-P; Klank-O; Kussmann-H; Pogrzeba-P; Robertson-P; Ruf-M-J "On the performance of the DVB-T system in mobile environments" IEEE GLOBECOM 1998 beschrieben.

Bei sehr schnell veränderlichen Kanälen bedingen die oben angeführten Vorgehensweisen eine schnelle Abfolge von Training-Sequenzen bzw. eine schlechtere Konvergenz der Kanalschätzung. Bei den Multicarrier-Verfahren ist die erwähnte Konstanz auf einem Block nicht mehr gewährleistet, so daß die Performance der Verfahren stark abnimmt.

Es ist daher Aufgabe der Erfindung, ein Verfahren zum Entzerren und zur Demodulation eines über einen solchen zeitveränderlichen Übertragungskanal übertragenen Datensignals zu schaffen, das diese Nachteile und Beschränkungen bezüglich der Eigenschaften des Kanals vermeidet.

Diese Aufgabe wird ausgehend von einem Verfahren laut Oberbegriff des Hauptanspruches durch dessen kennzeichnende Merkmale gelöst. Vorteilhafte Weiterbildungen ergeben sich aus den Unteransprüchen.

Beim erfindungsgemäßen Verfahren wird nicht mehr die Kanalimpulsantwort für die Kanalschätzung benutzt, sondern vielmehr die sogenannten Scatterer-Koeffizienten, nämlich die komplexwertige Dämpfung, die Verzögerung und die

Dopplershift im Kanal. Die durch sogenannte Streuer (Scatterer) verursachten Reflexionen eines zwischen Sender und Empfänger ausgestrahlten Signals sind ursächlich für die Qualität des Übertragungskanals, wie dies  
 5 beispielsweise beschrieben ist in dem Buch von Raymond Steele, "Mobile Radio Communications", Pentech Press, London, 1992, Abschnitt 2.3.1. Solche Scatterer wie Gebäude oder Fahrzeuge verzerren das zwischen Sender und Empfänger übertragene Datensignal. Am verzerrten  
 10 Datensignal können im Empfänger diese auf die Scatterer zurückzuführenden Scatterer-Koeffizienten ermittelt werden, mit denen dann das verzerrte Datensignal entzerrt und schließlich demoduliert werden kann. Gemäß der Erfindung werden also die Kanaleigenschaften durch diese  
 15 Scatterer-Koeffizienten definiert, die im Sinne der nachfolgenden Beschreibung auf einfache Weise aus den empfangenen verzerrten Datensignalen ermittelt werden können.

20 Die Erfindung wird im Folgenden anhand schematischer Zeichnungen an Ausführungsbeispielen näher erläutert. In der Zeichnung zeigen:

25 Fig. 1 die zweidimensionale Anordnung der Scatterer mit diskretisierten Doppelfrequenzen und Verzögerungen;

Fig. 2 einen Suchbaum und

30 Fig. 3 einen von dem Suchbaum der Fig. 2 abgeleiteter Baum mit Berücksichtigung der Codierung.

Fig. 1 zeigt anhand eines zweidimensionalen Feldes die Diskretisierung der Dopplerfrequenz  $f_d$  und der Verzögerung  
 35  $\tau$  im Übertragungskanal für verschiedene Scatterer. Diese graphische Darstellung läßt sich unmittelbar in eine Scatterer-Matrix  $S$  mit den Scattererkoeffizienten  $S(m,k)$  überführen, wie sie in den nachfolgenden Gleichungen (1) bis (4) verwendet wird. Die Koeffizienten der Matrix  $S$

stellen die komplexwertigen Dämpfungswerte (Amplitude und Phase) dar. Die Quantisierung in Verzögerungsrichtung  $\tau$  und in Dopplershift-Richtung  $f_d$  hängt vom Kanal und Datenübertragungsverfahren ab. Die Maximalwerte  $K$  für die diskrete normierte Dopplershift und  $M$  für die diskrete normierte Verzögerung ergeben sich durch die physikalischen Parameter des Kanals. Wie ersichtlich, ist es vorteilhaft und ohne Beschränkung der Allgemeinheit sinnvoll, daß die Quantisierungen in Verzögerungs- und Dopplershift-Richtung jeweils äquidistant sind. Tritt für einen bestimmten Eintrag kein physikalischer Scatterer auf, so wird der entsprechende Scatterer in der Matrix einfach zu Null gesetzt.

In Fig. 1 sind fünf Scatterer dargestellt, deren Indizes der Position in der Scatterermatrix entsprechen; die Nummerierung beginnt hier mit 1.

Die Symmetrie bezüglich der Dopplershift (positive und negative Werte) ist nicht a priori notwendig, sondern vom Kanal abhängig.

Dieses physikalische Modell berücksichtigt folglich die Geometrie des Ausbreitungsmodells des Kanals anstelle der Impulsantworten. Diese Geometrie und damit die dem jeweiligen Scatterer zugeordnete Verzögerung  $\tau$  und Dopplershift  $f_d$  bleibt während genügend langen Zeiten praktisch konstant, da sich Sender und/oder Empfänger nicht beliebig schnell bewegen bzw. beliebig schnelle Bewegungsänderungen durchführen können.

Im Gegensatz hierzu kann sich die Impulsantwort des Kanals im Prinzip beliebig innerhalb der zulässigen physikalischen Grenzen ändern. Die diskrete Impulsantwort errechnet sich aus den komplexen Scatterern-Koeffizienten  $S(m,k)$  zu

$$h(m,i) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=-K}^K S(m,k) e^{j2\pi \frac{ki}{N}} \quad (1)$$

$$h(i) = \sum_{m=0}^M h(i,m)$$

Hierbei ist  $K$  die maximal vorkommende Dopplerfrequenz,  $m$  ist der Laufindex für die Verzögerung und  $i$  ist die diskrete Laufvariable für die Zeit.  $h(i)$  ist die resultierende diskrete zeitliche Impulsantwort des Kanals. Sie wird über die Länge  $N$  betrachtet.

Die zeitvariante kontinuierliche Impulsantwort des Kanals  $h(\tau, t)$  ist physikalisch in  $\tau$  und  $f_d$  begrenzt. Daher gilt für die Scattererfunktion  $S(\tau, f_d)$  als die Fouriertransformation von  $h(\tau, t)$  über  $t$   $S(\tau, f_d) = 0$  für  $\tau \geq \tau_{\max}, |f_d| \geq f_{d,\max}$ . In Analogie zum Abtasttheorem kann die Impulsantwort  $h(\tau, t)$  daher vollständig durch Abtastwerte im Frequenzbereich dargestellt werden, so daß sich (1) als diskrete Darstellung des Kanals ergibt.

Der Maximum-Likelihood-Ansatz für die Ermittlung der Scatterer-Koeffizienten Matrix  $S$  im Zeitbereich ergibt durch die Minimierung des nachfolgenden Ausdrucks nach den Scatterer-Koeffizienten.

$$\sum_{i=0}^{N-1} \left\| r(i) - \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^M d(i-m) \sum_{k=-K}^K S(m,k) e^{j2\pi \frac{ki}{N}} \right\|^2 \quad (2)$$

Hierbei wird implizit vorausgesetzt, daß die gesendeten Datensymbole  $d(i-m)$  bekannt sind.  $r(i)$  ist ein Sample des empfangenen Signals.

Die Variablen  $r(i)$  und  $d(i-m)$  sind im Zeitbereich definiert.

Die Datensymbole sind entweder direkt bekannt als Trainingsequenz vorausgesetzt oder sie werden aus dem empfangenen Signal durch die nachfolgend beschriebenen Verfahren ermittelt.

Die Schätzung der Scatterer-Koeffizienten im Zeitbereich wird vorzugsweise bei Datenübertragungsverfahren verwendet, die im Zeitbereich arbeiten. Solche Verfahren sind z.B. single carrier-Verfahren mit PSK oder QAM-Modulation.

Bei Multicarrier-Signalen mit bekannten gesendeten Symbolen könnte die Schätzung im Zeitbereich ebenfalls durchgeführt werden, da das Sendesignal a priori bekannt ist.

Den Modulationsverfahren kann in Gleichung (2) Rechnung getragen werden, indem die Datensymbole  $d(i-m)$  die jeweilige Signalform der verwendeten Modulationsart tragen, ggf. mit partial response pulse shaping. Kanäle mit großem Gedächtnis, d.h. mit langer Impulsdauer, können durch die entsprechende Wahl der maximalen Verzögerung  $M$  entzerrt werden. Hierbei wird naturgemäß auch die Beobachtungsdauer  $N$  entsprechend lang sein.

In analoger Weise zu Gleichung (2) kann eine Schätzung im Frequenzbereich durchgeführt werden. Hier ergibt sich

$$\sum_{n=0}^{N-1} \left\| R(n) - \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=-K}^K \sum_{m=0}^{M-1} D(n-k) S(m,k) e^{-j2\pi m \frac{n-k}{N}} \right\|^2 \quad (3)$$

Die in (3) gegebenen Variablen  $R(n)$  und  $D(n-k)$  sind im Frequenzbereich definiert.

Die Schätzung der Scatterer-Koeffizienten im Frequenzbereich wird vorzugsweise bei Datenübertragungsverfahren verwendet, die im Frequenzbereich arbeiten. Solche Verfahren sind z.B. Multicarrierverfahren wie OFDM beim DVB-T Verfahren.

Wie bei der Schätzung im Zeitbereich kann das Datensymbol  $D(n-k)$  die Signalform der verwendeten Modulationsart tragen, hier im Frequenzbereich dargestellt.

Wie aus (2) und (3) ersichtlich, werden zur Schätzung der Scatterer-Koeffizienten die gesendeten Daten als bekannt vorausgesetzt. Die Schätzung erfolgt über N Samples im Zeitbereich bzw. N spektrale Komponenten im Frequenzbereich.

Im Normalfall einer Übertragung wird zu Beginn eine bekannte Symbolfolge gesendet, die zur Synchronisation dient. Anschließend muß der Empfänger bei unbekannten Datenfolgen die Schätzung des Kanals nachführen bzw. bei erneuter Aussendung von Synchronisationsinformationen oder Trainingsymbolen neu schätzen bzw. das Konvergenzverhalten des Schätz- und Nachführalgorithmus adaptieren.

Die Schätzung der Scatterer-Koeffizienten erfolgt vorzugsweise mittels eines rekursiven Kalman- oder eines RLS-Algorithmus, bei dem nach der Initialisierung durch die bekannte Symbolfolge auch bei zunächst unbekannter Folge der Kanal nachgeführt wird. Ein solcher RLS-Algorithmus für die Bestimmung der Scatter-Koeffizienten lautet z.B.

$$\begin{aligned}
 K(i) &= P(i-1) \cdot D^T(i) (D(i) \cdot P(i-1) \cdot D^T(i) + W(i))^{-1} \\
 P(i) &= P(i-1) - K(i) \cdot D(i) \cdot P(i-1) \\
 e(i|i-1) &= r(i) - D(i) \cdot \hat{S}(i-1) \\
 \hat{S}(i) &= \hat{S}(i-1) + K(i) \cdot e(i|i-1)
 \end{aligned}
 \tag{4}$$

Hierbei ist  $K(i)$  der Kalman-Gain,  $P$  die Prediction State Covarianz-Matrix,  $D$  die Datenmatrix, die sich aus (2) bzw. (3) ergibt,  $W$  die Rausch-Kovarianz-Matrix und  $\hat{S}$  der Vektor der geschätzten Scattererkoeffizienten, der durch die Anordnung der Scatterer in einen linearen Vektor aus der Matrix  $S$  entsteht.  $r(i)$  ist der empfangene abgetastete Signalwert (Zeit oder Frequenzbereich),  $i$  der Index in Zeit- oder Frequenzrichtung.

Die Verfahren der rekursiven Schätzung sind an sich bekannt und beispielsweise in S. Haykin, "Adaptive Filter



Theory", 1. Auflage, Englewood Cliffs, New Jersey, Prentice Hall 1986 beschrieben.

Es sollte erwähnt werden, daß der beschriebene RLS  
 5 Algorithmus nur exemplarisch für die große Anzahl verschiedener Ausführungen erwähnt wird.

Nach der Initialschätzung des Kanals mit Hilfe von Training-Symbolen wird ein maximum-likelihood (ML)-Ansatz  
 10 gewählt, bei dem für unbekannte Datenfolgen für die Gleichungen (2) und (3) eine Minimierung über alle möglichen Datenfolgen und alle möglichen Anordnungen der Scatterer durchgeführt wird.

15 In Verbindung mit der Kanalschätzung kann vorteilhaft ein Baumsuchverfahren eingesetzt werden. Hierbei wird, ausgehend vom durch die Trainingsfolge geschätzten Kanal, für jede der potentiell möglichen Datenfolgen vom Empfänger ein Pfad innerhalb eines Baumes aufgebaut. Für  
 20 jeden dieser Pfade wird eine Kanalschätzung mit der Schätzung der Scatterer durchgeführt und eine Metrik gemäß (2) bzw. (3) errechnet. Diejenige Datenfolge mit der besten Metrik wird als die wahrscheinlich empfangene ausgegeben. Aufgrund des ML-Ansatzes ist die Metrik eine  
 25 ML-Metrik.

Anstelle der Metriken gemäß (2) bzw. (3), die ja über das gesamte Beobachtungsintervall  $N$  in einem Block ermittelt werden, kann unter Berücksichtigung von (4) eine  
 30 inkrementale Metrik verwendet werden

$$\Lambda(i) = \Lambda(i-1) + e(i|i-1) \cdot (r(i) - D(i)^H \hat{S}(i)) \quad (5)$$

Dieses Baumsuchverfahren ist schematisch in Fig. 2 für binäre Symbole dargestellt,  $\lambda(x..y)$  bezeichnet die Metrik  
 35 für die angenommenen Symbole  $x..y$ ,  $\hat{S}$  die Matrix der für den jeweiligen Pfad ermittelten Scatterer. Die Anzahl der Indizes gibt die Tiefe des Baumes an, im Beispiel bis

maximal drei. Der zusätzlich markierte Pfad kennzeichnet den über die Metrik momentan ausgewählten besten Pfad.

Der beschriebene Algorithmus ist ein soft output-  
 5 Algorithmus, der neben den demodulierten Daten auch noch  
 ein Gütemaß für die Demodulation in Form der Metrik  
 ausgeben kann. Demgemäß ist es möglich, nicht nur die als  
 wahrscheinlichste ermittelte Datenfolge auszugeben,  
 sondern auch noch weniger wahrscheinliche. Hiermit können  
 10 im Empfänger nachgeschaltete Verarbeitungsstufen, z.B.  
 Decodierer, Zusatzinformationen erhalten, die sich auf  
 Qualität des Empfangs positiv auswirken.

So ist es möglich, daß mehrere Datensequenzen in den  
 15 nachfolgenden Verarbeitungsstufen weiterverarbeitet werden  
 und erst dann eine Entscheidung über die tatsächlich  
 empfangene Sequenz durchgeführt wird.

Das Verfahren läßt sich weiterhin vorteilhaft mit einem  
 20 Faltungs- oder auch Blockcode als alleinigem oder innerem  
 Code einer verketteten Code-Struktur kombinieren. Es ist  
 bekannt, daß sich Faltungs- und Block-Codes in Form von  
 Baumstrukturen darstellen lassen. Ein Code wirkt sich auf  
 die o.a. Baumstruktur so aus, daß nicht alle Pfade, die  
 25 bei Nichtberücksichtigung des Codes möglich wären, auch  
 wirklich existieren. Daher wird ein solcher Baum bei  
 Berücksichtigung von Codeinformationen nicht alle Pfade  
 beinhalten.

30 Mit dieser Kombination erhält man eine kombinierte  
 Kanalschätzung und -entzerrung, Demodulation und  
 Decodierung, die als "sequential decoding" bezeichnet  
 wird. Dieses Verfahren ist bekannt, neu ist jedoch die  
 Anwendung in Verbindung mit der Bestimmung der Scatterer-  
 35 Koeffizienten.

Ein aus dem Beispiel von Fig. 2 abgeleiteter Baum ist in  
 Fig. 3 dargestellt. Durch Vergleich der beiden Bäume wird

deutlich, daß durch den Code bestimmte Pfade nicht existent sind.

Bei mehrwertigen Datensymbolen bzw. langen Datensequenzen  
5 ergeben sich im Verlauf der Verarbeitung sehr viele Pfade,  
für die jeweils die Metriken und die Scatterermatrizen  
sowie weitere Hilfsgrößen für die Algorithmen errechnet  
und gespeichert werden müssen. Zur Reduktion des  
Rechenaufwands und Speicheraufwands kann die Zahl der  
10 verfolgten Pfade reduziert werden. Hierbei werden die  
Gesamtzahl der Pfade auf eine maximale Größe, die von der  
zur Verfügung stehenden Rechenleistung sowie vom  
Speicherbedarf des Empfängers abhängt, begrenzt. Hierbei  
15 können die bekannten Metrik-First, Breadth-First oder auch  
Depth-First Algorithmen verwendet werden.

Bekannte spezielle Verfahren der Entzerrung mit Baumsuche  
haben Nachteile bei Kanälen mit langen Impulsantworten,  
bei denen ein Großteil der Energie eines Datensymbols am  
20 Ende der Impulsantwort zu liegen kommt und daher a priori  
bei der Schätzung des empfangenen Symbols diese Energie  
nicht berücksichtigt wird. Hier muß entweder durch eine  
entsprechende zusätzliche Verzögerung erst die gesamte  
Impulsantwort abgewartet werden oder durch zusätzliche  
25 Schätzverfahren mit Modellierung dieser Einflüsse als  
Rauschen berücksichtigt werden. Bei der ersten Variante  
entstehen viele zusätzliche Pfade, die in der Berechnung  
berücksichtigt werden müssen, auch wenn sie nachher wieder  
verworfen werden. Wird das Verfahren in allgemeinen und  
30 unbekannten Kanälen eingesetzt, muß immer mit der  
maximalen Kanalimpulslänge gerechnet und damit der  
Algorithmus a priori darauf ausgelegt werden.

Das Verfahren gemäß der Erfindung vermeidet diese  
35 Nachteile zwar nicht a priori. Da der Kanal jedoch mit  
Hilfe der Scatterer modelliert wird, kann durch Ermittlung  
der relevanten Scatterer die maximal vorkommende  
Verzögerung und damit die Dimension der Scatterermatrix  
bestimmt werden. Während bei bekannten Verfahren diese

maximale Länge immer berücksichtigt werden muß, kann beim erfindungsgemäßen Verfahren adaptiv auf die maximale Verzögerung des Kanals eingegangen und die notwendige Verzögerung bei der Demodulation und Decodierung  
 5 entsprechend eingestellt werden. Daher wird nur in speziellen Kanälen, bei denen nennenswerte Scatterer bei hohen Verzögerungen auftreten, die große zusätzliche Verzögerung bei der Demodulation und Codierung notwendig werden. Da sich die Geometrie der Scatterer nicht  
 10 sprunghaft ändert, kann beim Auftreten eines Scatterers mit großer Verzögerung die Dimension der Scatterermatrix adaptiv erhöht werden. Umgekehrt ist es auch möglich, daß beim Verschwinden eines solchen Scatterers die Dimension der Matrix adaptiv verkleinert wird.

15

Die Entscheidung läßt sich aus (2) formelmäßig wie folgt darstellen

$$\hat{d}(0..N-L-1) = \underset{\substack{d(0..N-L-1) \\ S(m,k)}}{\operatorname{argmin}} \left( \sum_{i=0}^{N-1} \left\| r(i) - \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^M d(i-m) \sum_{k=-K}^K S(m,k) e^{j2\pi \frac{ki}{N}} \right\|^2 \right) \quad (6)$$

20

Hierbei ist L die notwendige Verzögerung. Das Minimum wird über alle möglichen Datenhypothesen  $d$  und alle möglichen Scatterer  $S$  ermittelt.

25

Neben einer Optimierung der Dimension der Scatterermatrix bezüglich Verzögerung kann auch noch eine Optimierung bezüglich der maximal auftretenden Dopplershift erfolgen.

30

Bei der Entzerrung und Demodulation von single carrier Verfahren können die gesendeten Daten nur ISI in Zeitrichtung verursachen, d.h. in der Vergangenheit gesendete Daten beeinflussen zeitlich später gesendete.

35

Beim Empfang von Multicarrier-Signalen, z.B. OFDM, ergibt sich aufgrund des ICI im Frequenzbereich, daß ein bestimmter Träger sowohl von benachbarten Trägern in

positiver wie auch negativer Frequenzrichtung beeinflusst wird.

5 Zusätzlich muß beachtet werden, daß sich im Frequenzbereich eine zyklische Fortsetzung der Träger ergibt. Diese zyklische Fortsetzung kann in der Datenmatrix  $D$  berücksichtigt werden, indem die in (3) auftretenden Datensymbole  $D(n-k)$  mit negativem Index entsprechend besetzt werden.

10

Durch eine ähnliche Berücksichtigung "zukünftiger" Ereignisse, d.h. Daten von höheren Frequenzen, durch entsprechende Verzögerung der Entscheidungen, wie bei der Berücksichtigung langer Verzögerungen in der Kanalimpulsantwort bei der Verarbeitung im Zeitbereich, kann dieser Einfluß berücksichtigt und kompensiert werden. Auch hier kann die Scatterermatrix adaptiv angepaßt werden.

15

20 Mit (3) in (6) eingesetzt ergibt sich eine analoge Entscheidung für Multicarrier-Verfahren.

Das beschriebene Verfahren kann auch ohne die Initialisierung durch Training-Sequenzen arbeiten. In diesem Fall wird die Verarbeitung mit default-Werten initialisiert, z.B. wird die Matrix  $P$  aus (4) als Einheitsmatrix vorbesetzt und der Scatterervektor  $\hat{S}$  zu Null initialisiert. Der Algorithmus wird dann in der Regel langsamer konvergieren. Weiterhin müssen alle möglichen Anfangskonfigurationen für die Datenfolgen berücksichtigt werden.

25

30

### Ansprüche

5

1. Verfahren zur Entzerrung und Demodulation eines über einen zeitveränderlichen Kanal zu einem Empfänger übertragenen Datensignals,  
10 dadurch gekennzeichnet,  
daß im Empfänger aus dem empfangenen Datensignal diejenigen Scatterer-Koeffizienten (Dämpfung, Verzögerung und Dopplerfrequenz) bestimmt werden, welche die Signalverzerrungen im Kanal hervorrufen, und damit dann  
15 das Datensignal entzerzt und anschließend demoduliert wird.

2. Verfahren nach Anspruch 1,  
dadurch gekennzeichnet,  
20 daß die Bestimmung der Scatterer-Koeffizienten und die Entzerrung des Datensignals im Zeitbereich erfolgt.

3. Verfahren nach Anspruch 2,  
gekennzeichnet durch  
25 seine Anwendung bei Single-Carrier-Datenübertragungsverfahren.

4. Verfahren nach Anspruch 2,  
gekennzeichnet durch  
30 seine Anwendung bei Multicarrier-Datenübertragungsverfahren bei Empfang von bekannten Datenfolgen (Trainings- oder Synchronisationssequenzen).

5. Verfahren nach Anspruch 1,  
35 dadurch gekennzeichnet,  
daß die Bestimmung der Scatterer-Koeffizienten und die Entzerrung des Datensignals im Frequenzbereich erfolgt.

6. Verfahren nach Anspruch 5,

gekennzeichnet durch  
seine Anwendung bei Multicarrier-  
Datenübertragungsverfahren.

- 5 7. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,  
dadurch gekennzeichnet,  
daß die Scatterer-Koeffizienten über ein maximum-  
likelihood-Kriterium bestimmt werden.
- 10 8. Verfahren nach Anspruch 7,  
dadurch gekennzeichnet,  
daß das maximum-likelihood-Kriterium aus der euklidischen  
Distanz zwischen dem Empfangssignal sowie der Scatterer-  
Koeffizienten und den im Empfänger demodulierten Daten des  
15 Signals bestimmt werden.
9. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,  
dadurch gekennzeichnet,  
daß eine erste Bestimmung der Scatterer-Koeffizienten mit  
20 Hilfe einer bekannten Datensequenz (Trainings- oder  
Synchronisationssequenz) durchgeführt wird.
10. Verfahren nach Anspruch 1 bis 9,  
dadurch gekennzeichnet,  
25 daß die erste Bestimmung der Scatterer-Koeffizienten  
blockweise über eine gesamte Datensequenz durchgeführt  
wird.
11. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche 1  
30 bis 9,  
dadurch gekennzeichnet,  
daß für die Bestimmung der Scatterer-Koeffizienten ein  
Kalman-Algorithmus iterativ benutzt wird.
- 35 12. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche 1  
bis 9,  
dadurch gekennzeichnet,  
daß für die Bestimmung der Scatterer-Koeffizienten ein  
recursive-least-square Algorithmus iterativ benutzt wird.

13. Verfahren nach Anspruch 9 oder 10,  
dadurch gekennzeichnet,  
daß die bei der ersten Bestimmung ermittelten Scatterer-  
Koeffizienten für den anschließenden Nutzdatenempfang  
5 benutzt werden, wobei die Daten blockweise über eine  
gesamte Datensequenz entzerrt und demoduliert werden und  
mit den so blockweise entzerrten und demodulierten Daten  
die bei der ersten Bestimmung ermittelten Scatterer-  
10 Koeffizienten korrigiert werden.

14. Verfahren nach einem der vorhergehende Ansprüche,  
dadurch gekennzeichnet,  
daß die bei der ersten Bestimmung ermittelten Scatter-  
Koeffizienten für den anschließenden Nutzdatenempfang  
15 benutzt werden, wobei mit den entzerrten und demodulierten  
Daten die bei der ersten Bestimmung ermittelten Scatterer-  
Koeffizienten nach einem Kalman- oder recursive-least-  
square-Algorithmus korrigiert werden.

20 15. Verfahren nach Anspruch 13 oder 14,  
dadurch gekennzeichnet,  
daß zur Korrektur der Scatterer-Koeffizienten sowie für  
die Datendemodulation ein Baumsuchverfahren eingesetzt  
25 wird, bei dem für alle möglichen Datenfolgen jeweils die  
Scatterer-Koeffizienten sowie die Metriken bestimmt werden  
und aus der Baumstruktur dann diejenigen Datenfolgen  
ausgewählt werden, welche die beste maximum-likelihood-  
Metrik besitzen.

30 16. Verfahren nach Anspruch 15,  
dadurch gekennzeichnet,  
daß die den ausgewählten besten Datenfolgen entsprechenden  
Scatterer-Koeffizienten im Weiteren zur Entzerrung und  
35 Demodulation benutzt werden.

17. Verfahren nach Anspruch 15 oder 16,  
dadurch gekennzeichnet,



daß die Auswahl der Datenfolgen blockweise für die gesamte betrachtete Datensequenz erfolgt.

18. Verfahren nach Anspruch 15 bis 16,  
5 **dadurch gekennzeichnet,**  
daß die Auswahl der Datenfolgen nach Erreichen einer vorgegebenen Pfadtiefe des Baumes durchgeführt wird.
19. Verfahren nach Anspruch 15 bis 18,  
10 **dadurch gekennzeichnet,**  
daß beim Baumsuchverfahren ein Metrik-First-Algorithmus benutzt wird.
20. Verfahren nach Anspruch 15 bis 18,  
15 **dadurch gekennzeichnet,**  
daß beim Baumsuchverfahren ein Breadth-First-Algorithmus benutzt wird.
21. Verfahren nach Anspruch 15 bis 18,  
20 **dadurch gekennzeichnet,**  
daß beim Baumsuchverfahren ein Depth-First-Algorithmus benutzt wird.
22. Verfahren nach Anspruch 15 bis 21,  
25 **dadurch gekennzeichnet,**  
daß beim Baumsuchverfahren die Pfadtiefe bzw. die Anzahl der Pfade adaptiv gemäß den ermittelten Scatterer-Koeffizienten variiert wird.
- 30 23. Verfahren nach einem der Ansprüche 15 bis 22,  
**dadurch gekennzeichnet,**  
daß bei der Ausgabe der demodulierten Datenfolge der Metrikwert mit ausgegeben wird.
- 35 24. Verfahren nach Anspruch 15 bis 22,  
**dadurch gekennzeichnet,**  
daß zusätzlich zur Datenfolge mit der besten maximum-likelihood-Metrik auch noch weitere nächstbeste


Datenfolgen mit nächstbester maximum-likelihood-Metrik ausgegeben werden.

25. Verfahren nach einem der Ansprüche 15 bis 24,  
5 **dadurch gekennzeichnet,**  
daß beim Empfang von nach einem Code codierten  
Datensignalen beim Baumsuchverfahren nur die gültigen  
Codewörtern entsprechenden Datenfolgen berücksichtigt  
werden.
- 10 26. Verfahren nach Anspruch 25,  
**dadurch gekennzeichnet,**  
daß beim Baumsuchverfahren unter Berücksichtigung des  
Codes zusätzlich ein Viterbi- oder APP-Algorithmus benutzt  
15 wird.
27. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche,  
**dadurch gekennzeichnet,**  
daß die erste Bestimmung der Scatterer-Koeffizienten nur  
20 mit unbekannten Nutzdatenfolgen durchgeführt wird und bei  
der Initialisierung der Algorithmen anstelle der Training-  
und Synchronisationssequenzen default-Werte verwendet  
werden.
- 25 28. Verfahren nach einem der Ansprüche 7 bis 10,  
**dadurch gekennzeichnet,**  
daß die maximale Anzahl der zu berücksichtigenden  
Scatterer-Koeffizienten in den Algorithmen anhand der  
jeweils vorher ermittelten Scatterer-Koeffizienten  
30 angepaßt wird.

### Zusammenfassung

5

Zur Entzerrung und Demodulation eines über einen zeitveränderlichen Kanal zu einem Empfänger übertragenen Datensignals werden im Empfänger aus dem empfangenen Datensignal diejenigen Scatterer-Koeffizienten (Dämpfung, Verzögerung und Dopplerfrequenz) bestimmt, welche die Signalverzerrungen im Kanal hervorrufen. Damit wird dann das Datensignal entzerzt und anschließend demoduliert.



(Fig. 1)

$m = M = 6$   $\tau_{\max}$ 

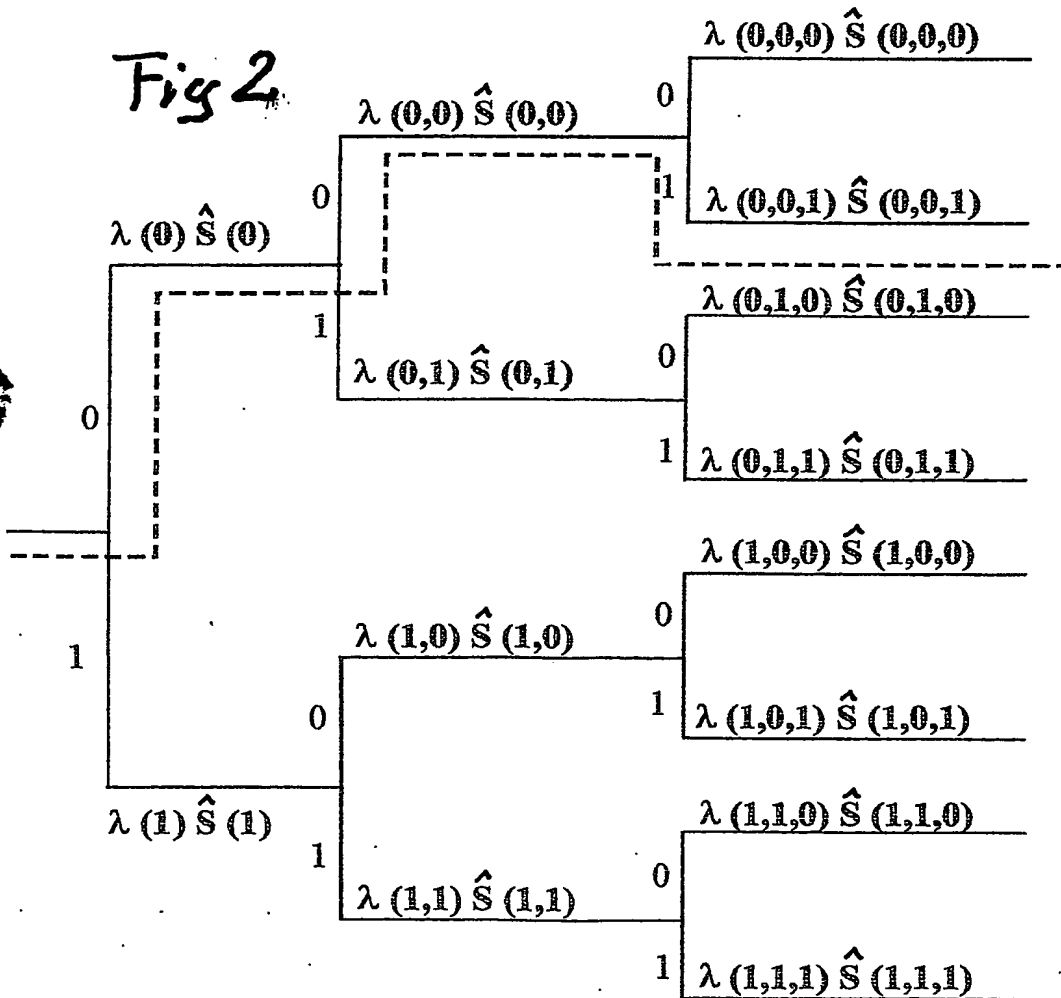
Fig 1

 $m = 1$   $o$ 

			$S(6,4)$				
		$S(4,3)$					
							$S(3,8)$
	$S(2,2)$						
					$S(1,6)$		

 $-fd_{\max}$  $fd=0$  $fd_{\max}$  $k=1$  $k=K=8$ 

Fig 2



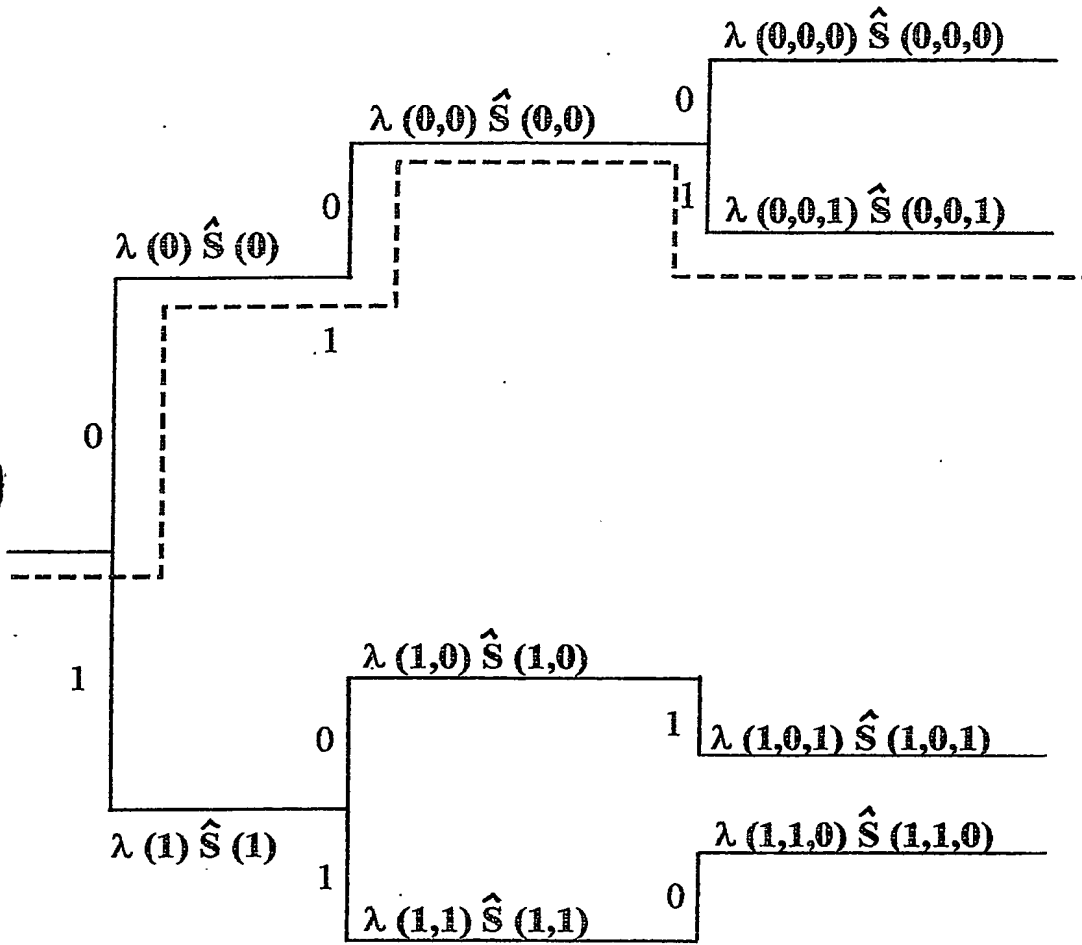


Fig 3